

# Принципы проектирования современных волоконно-оптических линий связи

В.А.Коньшев, О.Е.Наний, А.Г.Новиков, В.Н.Трещиков, Р.Р.Убайдуллаев

*Рассмотрены вопросы проектирования и приведена оценка характеристик когерентных волоконно-оптических сетей связи с учетом множества физических эффектов, одновременно воздействующих на распространение сигнала. Предложены алгоритмы и простые в использовании «инженерные» методики, позволяющие прогнозировать производительность сетей и существенно облегчающие проектирование.*

**Ключевые слова:** DWDM-ВОЛС, требуемая величина OSNR, BER, ASE-шум, нелинейный шум, гауссов шум, принцип оптимизации LOGO, когерентная система передачи, линия с компенсаторами хроматической дисперсии.

## 1. Введение

Продолжающееся развитие информационного общества, цифровизация всех сфер жизни и внедрение новых технологий мобильной связи (5G) вызывают неуклонный рост потребности в увеличении объема и скорости передачи информации на всех уровнях оптических сетей [1, 2]. Для обеспечения роста пропускной способности оптических каналов передачи информации происходит замена традиционных систем дальней связи с канальной скоростью 10 Гбит/с, использующих амплитудную модуляцию, когерентными системами связи с канальной скоростью 100 Гбит/с [3, 4].

На сегодняшний день 100G-системы становятся доминирующими в сетях дальней связи и происходит переход к канальным скоростям 200 и 400 Гбит/с. Одновременно возрастают спектральная эффективность и полная емкость DWDM-сетей связи.

Главная трудность, которую приходится преодолевать разработчикам при увеличении пропускной способности оптических сетей связи, состоит в деградации качества оптического сигнала из-за накопления шумов усилителей, а также линейных и нелинейных искажений сигнала [5–7]. Кодирование с исправлением ошибок (ФЕС) и цифровая обработка принятых сигналов стали играть ключевую роль в современных высокоскоростных системах связи, обеспечивая повышение качества предоставляемых услуг и снижая стоимость оборудования и затраты на его эксплуатацию [8, 9].

**В.А.Коньшев, А.Г.Новиков, Р.Р.Убайдуллаев.** Научно-технический центр Т8, Россия, 107076 Москва, ул. Краснобогатyrская, 44, стр. 1, оф. 826; e-mail: rru@t8.ru

**О.Е.Наний.** Научно-технический центр Т8, Россия, 107076 Москва, ул. Краснобогатyrская, 44, стр. 1, оф. 826; Московский государственный университет им. М.В.Ломоносова, физический факультет, Россия, 119991 Москва, Воробьевы горы

**В.Н.Трещиков.** Научно-технический центр Т8, Россия, 107076 Москва, ул. Краснобогатyrская, 44, стр. 1, оф. 826; Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН, Россия, Московская обл., 141190 Фрязино, пл. Акад. Введенского, 1

Поступила в редакцию 18 октября 2019 г.

Таким образом, эффективное проектирование экономичных высокоскоростных оптических систем передачи и оптических сетей с постоянно увеличивающимися пропускной способностью и географическим охватом является большой проблемой, поскольку на распространение информационных оптических сигналов оказывает влияние множество физических явлений на разных участках линий связи: затухание и усиление, шум усиленного спонтанного излучения, хроматическая дисперсия, нелинейные искажения, вынужденное комбинационное рассеяние, поляризационные эффекты, спектральная фильтрация и многое другое. При этом необходимо учитывать возможность использования разнообразных форматов модуляции и алгоритмов кодирования (сочетание многоуровневых форматов модуляции с применением ФЕС принято называть кодовой модуляцией).

В настоящее время установлены основные физические явления, влияющие на распространение сигналов в волоконно-оптических линиях связи (ВОЛС), и предложены описывающие их уравнения. Однако в большинстве практически важных случаев уравнения, определяющие распространение оптических сигналов в ВОЛС, не имеют аналитических решений, а корректное численное моделирование требует больших вычислительных ресурсов [10] и не может быть всегда использовано для проектирования реальных сетей и линий связи.

Кроме того, оптические системы постепенно становятся все более неоднородными. Многопролетные линии содержат, как правило, пролеты разной длины, а на разных участках одной линии могут применяться волокна разного типа. В проектируемых сетях необходимо обеспечить возможность поддержки систем передачи разных поколений, использующих форматы модуляции разных типов и разные символьные скорости передачи.

Таким образом, эффективное проектирование и оптимизация сложной оптической сети связи – это очень трудная, многогранная и объемная задача. Ее решение включает в себя выбор необходимых активных и пассивных оптических, электронных и оптоэлектронных компонентов, оптимальное объединение всех компонентов, узлов и подсистем в единую сеть и, наконец, нахождение оптимальных рабочих параметров всех компонентов. Вы-

числение каждой конфигурации путем решения уравнений распространения световых сигналов в ВОЛС требует длительных расчетов на суперкомпьютерах, что делает практически недоступной многопараметрическую оптимизацию.

Справиться со сложностью проектирования невозможно без использования удобных для анализа относительно простых моделей и алгоритмов, позволяющих получить справедливую общую приближенную, но достаточно точную оценку производительности сети, надежности и эксплуатационного запаса, а также затрат на ее ввод в действие и эксплуатацию.

В настоящей работе проанализированы известные подходы к прогнозированию характеристик, обсуждены области их применимости, в пределах которых обеспечивается требуемая точность, и предложен последовательный алгоритм проектирования волоконно-оптических сетей дальней связи. Показана необходимость постоянной верификации точности и области применимости моделей путем сравнения с результатами физических и/или численных экспериментов.

## 2. Деграция сигнала из-за шума усиленного спонтанного излучения и нелинейных эффектов

В линейном режиме распространения качество оптического сигнала ухудшается из-за накопления шумов усиленного спонтанного излучения (ASE) в эрбиевых оптических усилителях (EDFA). Дальность передачи ограничивается тем, что по мере роста мощности шума ASE оптическое отношение сигнал/шум в линии  $OSNR_L$  уменьшается и при максимальной дальности сравнивается с предельно допустимым значением  $OSNR_R$ . В отсутствие нелинейных искажений  $OSNR_R$  совпадает с  $OSNR_{BTV}$  (значение  $OSNR_R$  при прямом соединении передатчика с приёмником (конфигурация back-to-back)). Линейные искажения (хроматическая дисперсия и поляризационная модовая дисперсия) на качество работы когерентных систем связи практически не влияют, поскольку такие искажения компенсируются при цифровой обработке сигнала в когерентном приемнике.

Значение  $OSNR_R$  в реальной линии оказывается заметно больше, чем  $OSNR_{BTV}$ . Разность выраженных в децибелах  $OSNR_R$  в реальной линии и  $OSNR_{BTV}$  называется «штрафом по OSNR» для этой линии. Причина возникновения такого штрафа – деграция оптического сигнала под действием нелинейных эффектов.

Природа действия нелинейных эффектов в ВОЛС оказывается существенно различной в линиях, содержащих компенсаторы дисперсии на физическом уровне (DC-линии), и в современных когерентных линиях без компенсаторов (NDC-линии). В коротких и длинных ВОЛС с компенсаторами дисперсии нелинейные эффекты проявляются в основном в виде искажений формы передаваемых оптических сигналов. В линиях без оптической компенсации хроматической дисперсии механизм нелинейной деграции сигнала оказывается существенно иным и может быть описан как возникновение и накопление нелинейного интерференционного шума. Проектированию линий связи с компенсаторами дисперсии, использующих приемники с прямым детектированием и каналные скорости 10 и 40 Гбит/с, посвящена обширная литература,

обзор которой содержится в работах [1, 11]. Однако представленные в этой литературе методы неприменимы к когерентным системам связи со скоростями 100 Гбит/с и более, использующим оптические линии без компенсации дисперсии.

В волоконно-оптических системах передачи информации без периодической компенсации дисперсии оптическое поле приобретает случайный характер из-за дисперсионных эффектов, приводящих к пространственному перекрытию множества передаваемых символов. Вследствие большой накопленной дисперсии воздействие нелинейных эффектов ослабляется, становится случайным и проявляется при детектировании как нелинейный шум [12–16].

Методика расчета ASE-шума в оптических линиях связи с усилителями EDFA хорошо известна [1]. Так, мощности сигнала и ASE-шума на выходе EDFA связаны с мощностями сигнала и ASE-шума на его входе следующими выражениями:

$$P_{out} = P_{in}G, \quad (1)$$

$$P_{ASEout} = P_{ASEin}G + (FG - 1)h\nu B, \quad (2)$$

где  $P_{in}$  и  $P_{out}$  – мощности сигнала на входе и на выходе EDFA;  $P_{ASEin}$  и  $P_{ASEout}$  – мощности шума на входе и на выходе EDFA в приведенной полосе шириной  $B$ , которую принято считать равной 12.5 ГГц;  $G$  и  $F$  – коэффициент усиления и шум-фактор EDFA;  $\nu$  – несущая частота;  $h$  – постоянная Планка. Оптические отношения сигнал/шум на входе ( $OSNR_{L,in}$ ) и на выходе ( $OSNR_{L,out}$ ) усилителя EDFA в полосе шириной  $B$  связаны соотношением

$$\frac{1}{OSNR_{L,out}} = \frac{1}{OSNR_{L,in}} + \frac{1}{OSNR_{EDFA}}, \quad (3)$$

где

$$OSNR_{EDFA} = \frac{P_{in}}{h\nu B(F - 1/G)} \approx \frac{P_{in}}{h\nu BF}. \quad (4)$$

При большой накопленной дисперсии нелинейное взаимодействие в пролете ВОЛС порождает нелинейный шум мощностью  $P_{NL}$  [9–13], который аддитивно складывается с ASE-шумом. Мощность нелинейного шума, пересчитанная ко входу в пролет, оказывается пропорциональной кубу мощности сигнала на входе в пролет:

$$P_{NL} = \eta P^3, \quad (5)$$

где  $\eta$  – коэффициент нелинейности, зависящий от волокна и параметров сигнала.

Аналогично введенной выше величине  $OSNR_L$ , связанной с мощностью ASE-шума, вводится величина  $OSNR_{NL}$ , связанная с мощностью нелинейного шума:

$$OSNR_{NL} = \frac{P}{P_{NL}}. \quad (6)$$

## 3. Требуемая величина OSNR и запас по OSNR

Большинством операторов связи для количественного определения устойчивости системы связи к деграции

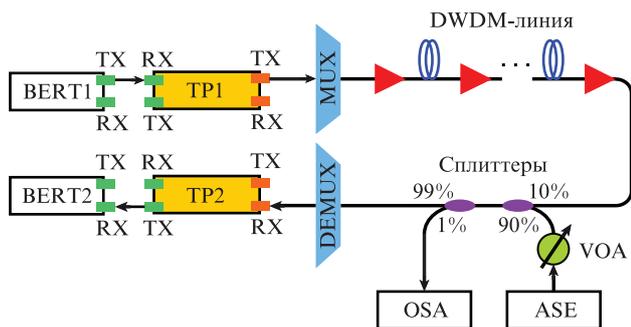


Рис.1. Схема измерения запаса по OSNR в линии.

характеристик ВОЛС вводится понятие запаса по OSNR, величина которого  $OSNR_M$  определяется соотношением

$$OSNR_M = \frac{OSNR_L}{OSNR_R}, \quad (7)$$

где величина  $OSNR_R$ , называемая требуемым OSNR, измеряется следующим образом. Сначала спектральным анализатором измеряется OSNR в конце DWDM-линии (величина  $OSNR_L$ ) (рис.1). Затем в линию добавляется ASE-шум до тех пор, пока линия не перестанет работать. Измеренная с помощью спектрального анализатора величина OSNR в линии в этот момент называется требуемым OSNR ( $OSNR_R$ ).

В схему измерения запаса по OSNR входят: два BERT-тестера (BERT1 и BERT2), первый из которых формирует эталонную тестовую последовательность, а второй принимает ее и определяет коэффициент ошибок сигнала; транспондеры (TP1 и TP2); мультиплексор и демультиплексор (MUX и DEMUX); DWDM-линия, состоящая из эрбиевых усилителей (EDFA) и участков оптического волокна; источник усиленного спонтанного излучения (ASE); оптический спектральный анализатор (OSA); перестраиваемый оптический аттенуатор (VOA); сплиттеры ( $90 \times 10$  и  $99 \times 1$ ).

Линия работоспособна, когда выполняется условие

$$OSNR_M > 1. \quad (8)$$

Однако при сдаче линии в эксплуатацию необходимо обеспечить выполнение более жесткого условия:

$$OSNR_M > 2. \quad (9)$$

#### 4. Модели накопления шума в линии с оптическими усилителями

Если предположить, что нелинейные искажения описываются нелинейным шумом, который аддитивно складывается с линейным шумом, то полная мощность шума в линии будет определяться выражением

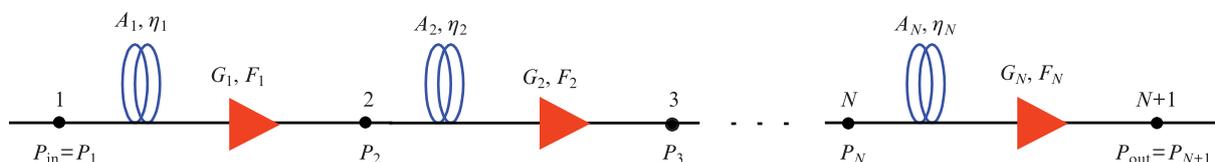


Рис.2. Параметры компонентов и оптического сигнала многопролетной линии с усилителями EDFA.

$$P_\Sigma = P_{ASE} + P_{NL}. \quad (10)$$

Разделив обе части (10) на мощность сигнала в данной точке  $P$ , получим

$$\frac{1}{OSNR_{BER}} = \frac{1}{OSNR_L} + \frac{1}{OSNR_{NL}}, \quad (11)$$

где  $OSNR_{BER} = P/P_\Sigma$  – отношение, определяющее уровень битовых ошибок (BER), который измеряется транспондером до этапа выполнения им функции коррекции ошибок. Взаимосвязь  $OSNR_{BER}$  и BER в рассматриваемой модели является взаимно однозначной и описывается калибровочной кривой транспондера. Калибровочной кривой называют зависимость  $\lg BER$  от  $OSNR_{BER}$ , полученную экспериментально в линейном режиме работы линии (при этом  $P_{NL} = 0$ , следовательно  $OSNR_{BER} = OSNR_L$ ). Эта зависимость используется для того, чтобы в нелинейном режиме по уровню BER определять  $OSNR_{BER}$ . Методика построения калибровочной кривой приведена в разд.4.

Для описания многопролетной DWDM-линии введем некоторые обозначения (рис.2). Условно линию можно разбить на секции (всего  $N$  секций), каждая из которых состоит из участка волокна и эрбиевого усилителя. Секция  $n$  ( $n = 1, \dots, N$ ) характеризуется следующими параметрами:  $P_n, A_n, \eta_n, G_n, F_n$  – соответственно мощность сигнала на входе в волокно, оптические потери в волокне, коэффициент нелинейности, коэффициент усиления и шум-фактор усилителя для  $n$ -й секции DWDM-линии.

В силу аддитивного сложения ASE-шума от разных эрбиевых усилителей выражение для суммарного обратного OSNR в линии из-за ASE-шума имеет вид (первое слагаемое в соотношении (11)) (рис.2)

$$\frac{1}{OSNR_L} = \sum_{n=1}^N \frac{1}{OSNR_{L_n}} = \sum_{n=1}^N \frac{h\nu B A_n F_n}{P_n}. \quad (12)$$

В предположении, что нелинейный шум от разных участков складывается аддитивно, с учетом (5) получаются простые аналитические выражения для обратного нелинейного OSNR в многопролетной линии (рис.2), удобные для расчета и оптимизации линии связи [1, 12–14]:

$$\frac{1}{OSNR_{NL}} = \sum_{n=1}^N \frac{1}{OSNR_{NL_n}} = \sum_{n=1}^N \eta_n P_n^2. \quad (13)$$

Таким образом,  $OSNR_{BER}$  определяется выражением

$$\frac{1}{OSNR_{BER}} = \sum_{n=1}^N \left( \frac{h\nu B A_n F_n}{P_n} + \eta_n P_n^2 \right). \quad (14)$$

Формула (14) очень удобна для проектирования и оптимизации линий связи. Задача сводится к нахождению минимума функции  $OSNR_{BER}^{-1}$  при варьируемых зна-

чениях мощностей  $P_n$  и фиксированных значениях  $A_n$ ,  $\eta_n$ ,  $G_n$  и  $F_n$ . Из формулы (14), которая представляет собой сумму независимых пар слагаемых по отдельным секциям линии, следует принцип LOGO – локальная оптимизация ведет к глобальной оптимизации. Из (14) легко получить явное аналитическое выражение для оптимальной мощности в каждом пролете, при которой достигается минимум  $OSNR_{BER}^{-1}$ :

$$P_n = \left( \frac{h\nu B A_n F_n}{2\eta_n} \right)^{1/3}. \quad (15)$$

Добавление пролета или изменение параметров пролета не влияет на оптимальные мощности остальных пролетов.

Модель аддитивного (некогерентного) нелинейного шума (IGN-модель) очень удобна для проектирования линий связи, и ее целесообразно использовать всегда, когда она обеспечивает заданную точность. Для практического применения модели необходимо измерить или рассчитать коэффициенты нелинейности  $\eta_n$  для пролетов. Из-за корреляции между нелинейными искажениями, формируемыми в разных пролетах, аддитивная модель дает не очень точный результат.

В реальной линии шум нарастает быстрее с ростом числа DWDM-секций. Положительную корреляцию при накоплении нелинейного шума учитывает  $\varepsilon$ -модель, в которой суммарная нелинейная величина  $OSNR$  в линии определяется соотношением

$$\frac{1}{OSNR_{NL}} = \left[ \sum_{n=1}^N \left( \frac{1}{OSNR_{NLn}} \right)^{1/(1+\varepsilon)} \right]^{1+\varepsilon}, \quad (16)$$

где безразмерная величина  $\varepsilon$  вычисляется экспериментально.

## 5. Экспериментальное определение параметров моделей

Экспериментальная часть работы заключается в проведении серии измерений, позволяющих определить нелинейные коэффициенты  $\eta$  оптических пролетов и другие

константы, входящие в аналитические формулы для вычисления параметров линии связи. Схема экспериментальной установки приведена на рис.3. В нее входят: BER-тестер (BERT); когерентный транспондер (TP); мультиплексор и демультимплексор (MUX и DEMUX); входной и выходной эрбиевые усилители ( $EDFA_{in}$  и  $EDFA_{out}$ ), работающие в режиме постоянной выходной мощности (constant power out mode); многосекционный макет DWDM-линии, состоящий из катушек оптического одномодового волокна (потери  $A_n$ ) и эрбиевых усилителей ( $EDFA_n$ ), работающих в режиме постоянного коэффициента усиления (constant gain mode); источник спонтанного излучения (ASE); оптический спектральный анализатор (OSA); перестраиваемые оптические аттенуаторы ( $VOA_{in}$  и  $VOA_{ASE}$ ); сплиттеры ( $90 \times 10$  и  $99 \times 1$ ).

При построении калибровочных кривых линия связи, показанная на рис.3 в квадратных скобках, заменялась коротким отрезком волокна (патчкордом длиной менее 3 м). С помощью  $VOA_{ASE}$  изменяется мощность дополнительного ASE-шума, при этом транспондером измеряется BER, а спектральным анализатором –  $OSNR_L$ . Величина  $OSNR_L$  в конфигурации back-to-back совпадает с величиной  $OSNR_{BER}$ . Пример калибровочных кривых для двух транспондеров – «Волга» и «Кубань» (компания Т8), различающихся формой спектра излучения, приведен на рис.4.

При определении коэффициента нелинейности  $N$ -пролетной линии источник ASE-шума выключался. Измерялась зависимость коэффициента ошибок BER на транспондере от входной мощности  $P_{in}$  в точке 1 (рис.3). Изменение мощности в этой точке осуществлялось с помощью цифрового перестраиваемого аттенуатора  $VOA_{in}$ , который показывает величину вносимых потерь (предварительно проводилось измерение мощности в точке 1 путем подключения в этой точке OSA). Усилители  $EDFA_n$  работали в режиме постоянного коэффициента усиления, причем коэффициенты усиления подбирались такими, чтобы компенсировать потери в пролетах (длины пролетов 100 км). Это обеспечивает равенство мощностей  $P_{in}$ , вводимых во все сегменты. Усилитель  $EDFA_{out}$ , напротив, работал в режиме постоянной выходной мощности для обеспечения

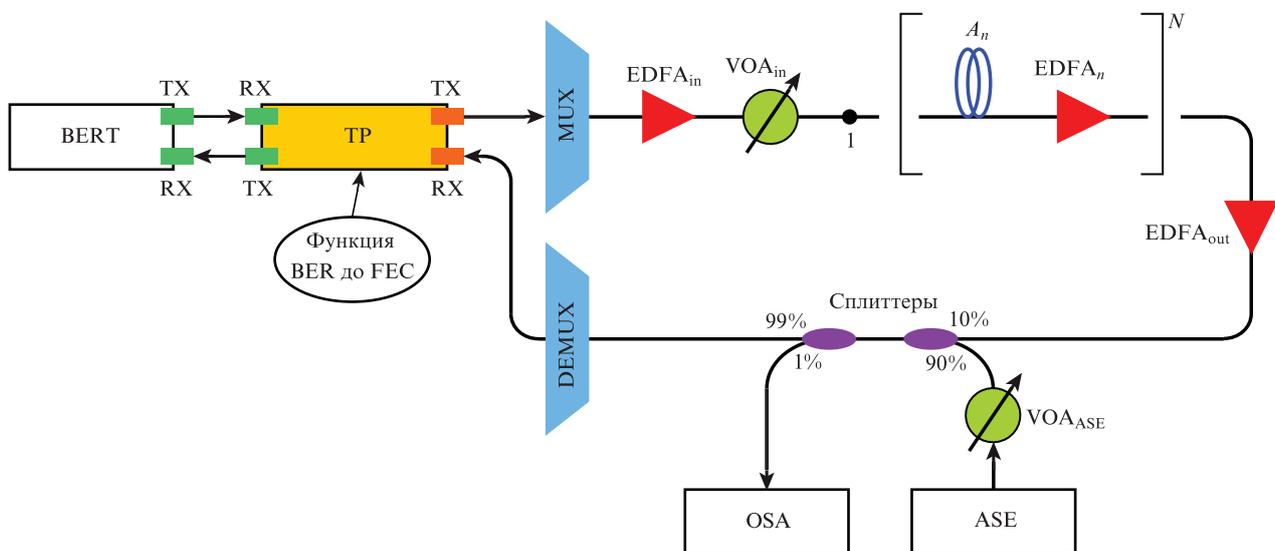


Рис.3. Схема экспериментальной установки для определения калибровочной кривой транспондеров и нелинейных параметров линии связи.

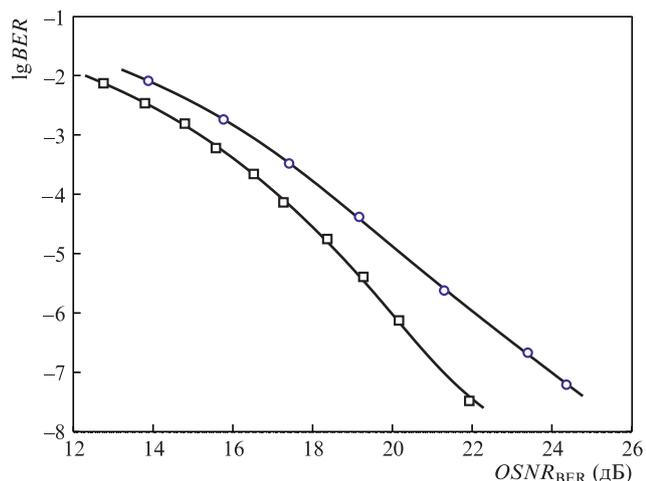


Рис.4. Калибровочные кривые для транспондеров «Волга» (○) и «Кубань» (◻) (100 Гбит/с, формат модуляции DP-QPSK). Сплошные кривые – кубическая аппроксимация экспериментальных данных.

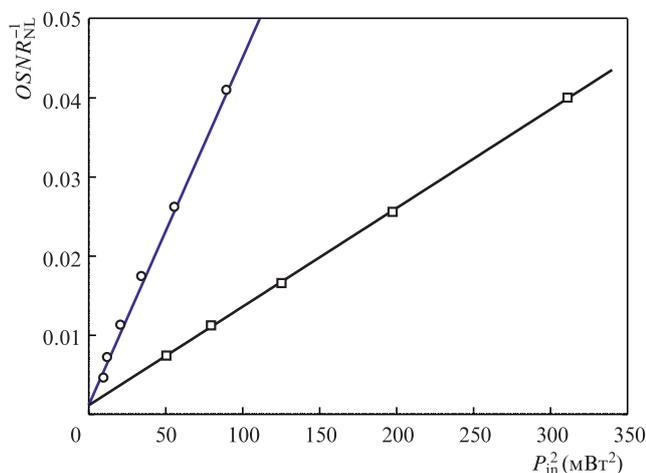


Рис.5. Зависимости  $OSNR_{NL}^{-1}$  от  $P_{in}^2$  для экспериментального определения коэффициента  $\eta$  для транспондеров «Волга» (○) и «Кубань» (◻) ( $N = 1, L = 100$  км).

оптимальной мощности на входе в транспондер. Также на каждом шаге измерялась величина OSNR в линии с помощью OSA. Таким образом строились зависимости  $OSNR_{NL}^{-1}$  ( $OSNR_{NL}^{-1} = OSNR_{BER}^{-1}(BER) - OSNR_L^{-1}$ ) от  $P_{in}^2$ .

Пример экспериментального определения коэффициента нелинейности  $\eta$  (тангенс угла наклона зависимости  $OSNR_{NL}^{-1}$  от  $P_{in}^2$ ) для однопролетной линии приведен на рис.5.

Для верификации математического аппарата экспериментально измеряются характеристики множества конфигураций, которые сравниваются с характеристиками, полученными расчетным путем с использованием математического аппарата.

Установлено, что отклонения расчетных значений требуемого OSNR от экспериментальных значений для

всех исследованных конфигураций находятся в заданном диапазоне: положительное отклонение составляет 0.12 – 0.76 дБ, при этом для линий с пролетами длиной 100 км величина  $\epsilon$  лежит в пределах 0.2 – 0.3.

Таким образом,  $\epsilon$ -модель обеспечивает высокую точность расчетов, однако методика определения параметра  $\epsilon$  – сложная экспериментальная задача, что затрудняет практическое применение этой модели. Поэтому во всех случаях, когда это позволяет требуемая точность, необходимо использовать аддитивную модель.

## 6. Заключение

В настоящей работе описаны простые принципы проектирования сложных гетерогенных ВОЛС, типичных для наземных систем дальней связи (регионального, межрегионального, национального и международного масштабов). Наиболее эффективная стратегия планирования волоконно-оптических линий и сетей связи заключается в двухэтапном процессе проектирования.

Эскизное проектирование и первичный сравнительный анализ различных вариантов реализации ВОЛС целесообразно проводить, используя приближенные алгоритмы расчета. Для этого этапа достаточную точность обеспечивает приближение аддитивного некогерентного гауссова шума. Результаты, полученные на данном этапе, можно применять для оценки общей стоимости сети, обеспечивающей заданную пропускную способность и удовлетворяющей другим требованиям и ограничениям.

При подготовке окончательной проектной документации целесообразно проводить анализ и оптимизацию технико-экономических характеристик ВОЛС с использованием более точной  $\epsilon$ -модели.

1. Листвин В.Н., Трещиков В.Н. *DWDM-системы* (М.: Техносфера, 2017).
2. Winzer P.J., Neilson D.T., Chraplyvy A.R. *Opt. Express*, **26** (18), 24190 (2018).
3. Наний О.Е., Трещиков В.Н. *T-Comm: Телекоммуникации и Транспорт*, **8**, 76 (2011).
4. Saunders R. *Opt. Fiber Technol.*, **17** (5), 445 (2011).
5. Жителев А.Е. и др. *Квантовая электроника*, **47**, 1135 (2017) [*Quantum Electron.*, **47**, 1135 (2017)].
6. Бурдин В.А. и др. *Квантовая электроника*, **47**, 1144 (2017) [*Quantum Electron.*, **47**, 1144 (2017)].
7. Сидельников О.С. и др. *Квантовая электроника*, **47**, 1147 (2017) [*Quantum Electron.*, **47**, 1147 (2017)].
8. Alvarado A. et al. *J. Lightwave Technol.*, **36** (2), 424 (2018).
9. Ishida O., Takei K., Yamazaki E. *Proc. 2016 Optical Fiber Communications Conf. and Exhibition (OFC)* (Anaheim, 2016).
10. Юшко О.В. и др. *Квантовая электроника*, **45** (1), 75 (2015) [*Quantum Electron.*, **45** (1), 75 (2015)].
11. Antona J.C., Bigo S. *Comptes Rendus Physique*, **9** (9-10), 963 (2008).
12. Poggiolini P. *J. Lightwave Technol.*, **30** (24), 3857 (2012).
13. Torrenco E. et al. *Proc. ECOC* (Geneva, 2011, We.7.B.2).
14. Vacondio F. et al. *Proc. ECOC* (Geneva, 2011, We.7.B.1).
15. Гуркин Н.В. и др. *Квантовая электроника*, **43** (6), 550 (2013) [*Quantum Electron.*, **43** (6), 550 (2013)].
16. Gainov V.V. et al. *Laser Phys. Lett.*, **10**, 075107 (2013).